

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2002-261729

(P2002-261729A)

(43) 公開日 平成14年9月13日(2002.9.13)

(51) Int. Cl. 7	識別記号	F I	テマコード(参考)
H04J	11/00	H04J	11/00 Z 5C025
H04B	7/005	H04B	7/005 5K022
H04N	5/455	H04N	5/455 5K046

審査請求 未請求 請求項の数 10 OL

(全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2001-61078(P2001-61078)

(22) 出願日 平成13年3月6日(2001.3.6)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 秋山 仁

神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地

株式会社日立製作所デジタルメディア開発本部内

(72) 発明者 城杉 孝敏

神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地

株式会社日立製作所デジタルメディア開発本部内

(74) 代理人 100075096

弁理士 作田 康夫

最終頁に続く

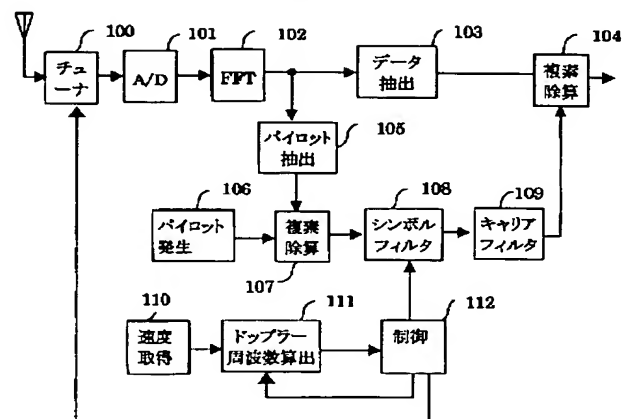
(54) 【発明の名称】 OFDM受信装置

(57) 【要約】

【課題】 固定受信にしか対応していない適応等化方式では、移動受信の際に生じるフェージングの影響を受け受信性能が低下してしまう。

【解決手段】 通過帯域幅を設定可能なシンボルフィルタとキャリアフィルタを用い、パイロット信号伝送路応答から受信データ信号の伝送路応答を推定し受信データ信号の等化を行う。速度取得手段から得た受信装置の移動速度からドップラー一周波数を算出し、その算出ドップラー一周波数に応じてシンボルフィルタの通過帯域幅を設定することにより、最も雑音の影響の少ないフィルタリングを行い受信性能の向上を図る。

図1



【特許請求の範囲】

【請求項1】 振幅、位相が既知であるパイロット信号がキャリアおよびシンボル上にほぼ等間隔で配置してあるOFDM信号の受信を移動状態で行うOFDM用受信装置において、

前記パイロット信号の伝送路応答を求めるパイロット信号伝送路応答算出手段と、

前記パイロット信号伝送路応答算出手段で求めたパイロット信号伝送路応答を設定された通過帯域幅でフィルタリングし、受信データ信号の伝送路応答を推定するフィルタリング手段と、

前記フィルタリング手段で推定した受信データ信号の伝送路応答を用いて受信データ信号の等化を行う等化手段と受信装置の移動速度を取得する速度取得手段と、

前記速度取得手段で取得した移動速度とOFDM信号の受信周波数からドップラー周波数を求めるドップラー周波数算出手段と、

前記ドップラー周波数算出手段で算出した最大ドップラー周波数に応じて前記フィルタリング手段の通過帯域幅を設定する制御手段を備えることを特徴とするOFDM受信装置。

【請求項2】 前記フィルタリング手段は、フィルタリングする通過帯域幅を可変自在に設定可能であり、シンボル方向の補間を行うシンボルフィルタリング手段と、

前記シンボルフィルタリング手段で、シンボル方向に補間したパイロット信号伝送路応答をさらにフィルタリングすることによりキャリア方向の補間を行い、前記パイロット信号以外の受信データ信号の伝送路応答を推定するキャリアフィルタリング手段を備え、

前記制御手段は、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅を設定することを特徴とする請求項1に記載のOFDM受信装置。

【請求項3】 前記フィルタリング手段は、キャリア方向の補間を行うキャリアフィルタリング手段と、

フィルタリングする通過帯域幅を可変自在に設定可能であり、前記キャリアフィルタリング手段で、キャリア方向に補間したパイロット信号伝送路応答を設定された通過帯域でフィルタリングすることによりシンボル方向の補間を行い、前記パイロット信号以外の受信データ信号の伝送路応答を推定するシンボルフィルタリング手段を備え、

前記制御手段は、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅を設定することを特徴とする請求項1に記載のOFDM受信装置。

【請求項4】 前記フィルタリング手段は、フィルタリングする通過帯域幅を可変自在に設定可能であり、前記パイロット信号伝送路応答算出手段で算出したパイロット信号伝送路応答をフィルタリングすること

により受信データ信号の伝送路応答を推定する二次元フィルタリング手段であり、

前記制御手段は、前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を設定することを特徴とする請求項1に記載のOFDM受信装置。

【請求項5】 受信装置の移動速度が0である場合、前記制御手段は、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を最も狭帯域に設定し、受信装置の移動速度が増加するにしたがって、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を広帯域に制御することを特徴とする請求項2ないし4のいずれかに記載のOFDM受信装置。

【請求項6】 受信データ信号の受信状態を監視する受信状態監視手段を有し、

前記制御手段は、受信したデータ信号の受信状態が許容範囲より悪化した場合には、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅の設定を変更する制御を、前記受信状態監視手段で取得した受信データ信号の受信状態が許容範囲になるまで行うことを特徴とする請求項2ないし4のいずれかに記載のOFDM受信装置。

【請求項7】 受信装置の移動方向とOFDM信号の到来方向との角度を算出する受信角度算出手段を有し、

前記ドップラー周波数算出手段は、前記速度取得手段で取得した移動速度とOFDM信号の受信周波数と前記受信角度算出手段で算出した受信角度からドップラー周波数を求めることを特徴とする請求項1ないし6のいずれかに記載のOFDM受信装置。

【請求項8】 受信データ信号の受信状態を監視する受信状態監視手段と、

前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅の設定を変更する場合に設定変更前の受信状態情報を記憶する記憶手段を有し、

前記制御手段は、設定変更前と設定変更後の受信状態情報を比較して、より受信状態が良好になるように前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅の設定を変更することを特徴とした請求項2ないし4のいずれかに記載のOFDM受信装置。

【請求項9】 請求項6に記載のOFDM受信装置における制御方法において、

前記ドップラー周波数を求めるドップラー周波数算出ステップと、

前記ドップラー周波数に基づき前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を決定し制御するシンボルフィルタリング制御ステップと、

受信データ信号の受信状態情報を取得する受信状態情報取得ステップと、

前記取得した受信状態情報が許容範囲であるかを判定する受信状態判定ステップと、

前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅をより狭く制御するシンボルフィルタリング狭帯域化ステップを備え、

前記受信状態判定ステップにおいて許容範囲内であると判定された場合は前記ドップラー周波数算出ステップに戻り、

前記受信状態判定ステップにおいて許容範囲外であると判定された場合は前記シンボルフィルタリング狭帯域化ステップに進み、

前記シンボルフィルタリング狭帯域化ステップで狭帯域化を行った後は前記受信状態情報取得ステップに戻るよう制御することを特徴とする制御方法。

【請求項 10】請求項 8 に記載の OFDM 受信装置における制御方法において、

前記ドップラー周波数を求めるドップラー周波数算出ステップと、

前記ドップラー周波数に基づき前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を決定し制御するシンボルフィルタリング制御ステップと、

受信データ信号の受信状態情報を取得する受信状態情報取得ステップと、

前記取得した受信状態情報が許容範囲であるかを判定する受信状態判定ステップと、

前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅の設定変更以前の受信状態情報と現在の受信状態情報を比較する受信状態比較ステップと、

前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を前回の設定変更時にどのように変更したか判定する第一の設定方向判定ステップと、

前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を前回の設定変更時にどのように変更したか判定する第二の設定方向判定ステップと、

前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅をより狭く制御するシンボルフィルタリング狭帯域化ステップと、

前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅をより広く制御するシンボルフィルタリング広帯域化ステップを備え、

前記受信状態判定ステップにおいて許容範囲内であると

判定された場合は前記ドップラー周波数算出ステップに戻り、

前記受信状態判定ステップにおいて許容範囲外であると判定された場合は前記受信状態比較ステップに進み、

前記受信状態比較ステップにおいて現在の受信状態のほうが良好であると判定した場合は前記第一の設定方向判定ステップに進み、

前記受信状態比較ステップにおいて現在の受信状態のほうが劣悪であると判定した場合は前記第二の設定方向判定ステップに進み、

前記第一の設定方向判定ステップにおいて、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を狭帯域化したと判定した場合は前記シンボルフィルタリング狭帯域化ステップに進み、

前記第一の設定方向判定ステップにおいて、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を広帯域化したと判定した場合は前記シンボルフィルタリング広帯域化ステップに進み、

前記第二の設定方向判定ステップにおいて、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を狭帯域化したと判定した場合は前記シンボルフィルタリング広帯域化ステップに進み、

前記第二の設定方向判定ステップにおいて、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅または前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を広帯域化したと判定した場合は前記シンボルフィルタリング狭帯域化ステップに進み、

前記シンボルフィルタリング狭帯域化ステップで狭帯域化を行った後は前記受信状態情報取得ステップに戻り、前記シンボルフィルタリング広帯域化ステップで広帯域化を行った後は前記受信状態情報取得ステップに戻るよう制御することを特徴とする制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重（OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplex））伝送方式を用いたデジタル放送を移動受信する受信装置に関し、移動に伴う妨害による受信性能の悪化を移動速度に適応した等化方式を選択することにより防ぎ、受信性能を向上させた OFDM 受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、地上波デジタルテレビジョン放送システムの研究開発・標準化が盛んであるが、欧州と日本においては直交周波数分割多重（以下、OFDM という）伝送方式が伝送方式として採用され、特に欧州においては既に DVB（Digital Video Broadcasting）-T 方式が開発されており、ITU-R（International Te

lecommunication Union-Recommendation) においても標準化が勧告され、すでに実用化に至っている。このOFDM伝送方式は、広帯域信号を互いに直交する多数の搬送波（以下、サブキャリアという）で伝送することにより、地上波テレビジョン放送において必須の伝送条件であるマルチパス伝搬路における耐遅延干渉特性を改善できる等の特徴がある。

【0003】上記OFDM伝送方式を使用した地上波デジタルテレビジョン放送においては、マルチパスやフェージングによる歪みが発生すると、搬送波毎にその振幅や位相が送信側の振幅や位相と異なるものとなるので、これらが等しくなるように歪みを受けた信号を等化する必要がある。そこで受信データ信号の等化を行う基準信号として、テレビジョンの映像・音声の符号データ信号および受信装置のアプリケーションで利用されるデータ信号以外に、送信側で周波数軸上及び時間軸上の所定位置に振幅及び位相が既知のパイロット信号を挿入している。受信側では受信信号からパイロット信号を抽出してその振幅及び位相を既知の値と比較することにより、各パイロット信号の伝送路応答を求めることができる。このパイロット信号伝送路応答から実際のデータ信号を伝送している領域の伝送路応答を推定し、推定した伝送路応答に応じて受信したデータ信号の振幅及び位相の等化を行う。日本の地上波デジタルテレビジョン放送規格においては、DVB-Tと同様に、特定周波数のサブキャリアが全てパイロット信号であるコンティニュアルパイロット（CP: Continual Pilot）信号とスカッタードパイロット（SP: Scattered Pilot）信号が用いられている。スカッタードパイロット信号の配置例を図4に示す。図4において、横軸は周波数でサブキャリア、縦軸は時間でOFDMシンボルを示し、黒い点がスカッタードパイロット信号で白い点がデータ信号を表す。一つのOFDMシンボルにおいて12本のサブキャリアに対し1本の割合で配置される。さらにスカッタードパイロット信号はOFDMシンボル毎に配置位置が3本のサブキャリアずつシフトされるようになるため、時間軸で見れば4OFDMシンボル毎に配置される。

【0004】以上説明したパイロット信号を用いて等化を行うOFDM受信装置の従来例としては、特願平10-38309の「信号受信装置および方法、並びに提供媒体」（以下、特許1とする）に示される受信装置がある。この例に示された受信装置は、受信信号からOFDM信号のガードインターバル長を検出し、その検出結果に応じて等化処理を制御している。ただし等化処理の制御において考慮されているのは検出したガードインターバル長のみであるため、固定受信でマルチパスが存在する時間変動のない伝送路の場合には対応可能であるが、移動受信において生じるフェージングを含む伝送路は一切考慮されていない。したがって上記例は固定受信の場合においてのみ等化処理を適応化したものであり、移動

受信に対しては対応していない。

【0005】また、テレビジョン学会誌技術報告 Vol.20, No53 1996 林他の「OFDM復調における適応等化方式の検討」（以下、文献1とする）には、遅延プロファイルとドップラー周波数をパラメータとした何種類かの信号伝送路を想定し、各伝送路における受信特性について等化方式を切り替えてシミュレーションを行った場合の結果が示されている。この例は、最大ドップラー周波数を伝送路特性に取り入れている点において移動受信を考慮した適応等化の一種であると言える。が、信号伝送路の遅延プロファイルと最大ドップラー周波数はシミュレーション上で予め与えられているパラメータに過ぎず、実際の受信装置が受信を行う場合、どのような手段を用いてそれらの値を求めるかについては一切言及されていない。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、従来のOFDMを用いた地上波デジタルテレビジョン放送受信においては、固定受信の場合にガードインターバル長に応じて適応等化方式を採用する受信装置や、最大ドップラー周波数が判明している伝送路での適応等化方式の一例は考案されているが、最大ドップラー周波数を受信装置自体で求め、移動受信に適応した等化方式を施す受信装置は見当たらない。そのため従来の受信装置を用いて移動受信を行った場合には、等化方式が固定されているために移動に伴い生じるフェージングの影響を受け、受信性能が低下してしまう課題があった。

【0007】本発明は、上記の課題を解決し、受信装置の移動速度に応じて伝送路応答補間手段を適応的に選択することにより、伝送路応答推定時における雑音の影響を軽減し、結果として移動受信時の受信特性を向上させたOFDM受信装置を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、本発明に係るOFDM受信装置は以下のような構成とする。

【0009】請求項1に記載のOFDM受信装置は、キャリアおよびシンボル上にほぼ等間隔で配置してある振幅・位相が既知のパイロット信号の伝送路応答を求めるパイロット信号伝送路応答算出手段と、フィルタリングする通過帯域幅を可変自在に設定可能であり、前記パイロット信号伝送路応答算出手段で求めたパイロット信号伝送路応答を設定された通過帯域幅でフィルタリングすることによりシンボル方向の補間を行うシンボルフィルタリング手段と、前記シンボルフィルタリング手段においてシンボル方向に補間したパイロット信号伝送路応答をさらにフィルタリングすることによりキャリア方向の補間を行い、前記パイロット信号以外の受信データ信号の伝送路応答を推定するキャリアフィルタリング手段と、前記キャリアフィルタリング手段で推定した受信デ

ータ信号の伝送路応答を用い受信データ信号の等化を行う等化手段と、受信装置の移動速度を取得する速度取得手段と、前記速度取得手段で取得した移動速度とOFDM信号の受信周波数からドップラー周波数を求めるドップラー周波数算出手段と、前記算出したドップラー周波数に応じて前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅を設定する制御手段とから構成される。

【0010】前記制御手段は、前記ドップラー周波数算出手段で算出したドップラー周波数に応じて前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅を設定する制御を行うことにより、最もノイズの影響の少ないフィルタリングが可能になり、受信性能の向上を図ることが出来る。

【0011】請求項2に記載のOFDM用受信装置において、前記パイロット信号の伝送路応答を求めるパイロット信号伝送路応答算出手段と、前記パイロット信号伝送路応答算出手段で算出したパイロット信号伝送路応答をフィルタリングすることによりキャリア方向の補間を行うキャリアフィルタリング手段と、フィルタリングする通過帯域幅を可変自在に設定可能であり、前記キャリアフィルタリング手段においてキャリア方向に補間したパイロット信号伝送路応答を設定された通過帯域でフィルタリングすることによりシンボル方向の補間を行うシンボルフィルタリング手段と、前記シンボルフィルタリング手段で推定した受信データ信号の伝送路応答を用い受信データ信号の等化を行う等化手段と、受信装置の移動速度を取得する速度取得手段と、前記速度取得手段で取得した移動速度とOFDM信号の受信周波数から最大ドップラー周波数を求めるドップラー周波数算出手段と、前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅を設定する制御手段とから構成され、前記制御手段は、前記ドップラー周波数算出手段で算出した最大ドップラー周波数に応じて前記シンボルフィルタリング手段の通過帯域幅を設定することを特徴とする。

【0012】請求項3に記載のOFDM受信装置は、前記パイロット信号の伝送路応答を求めるパイロット信号伝送路応答算出手段と、フィルタリングする通過帯域幅を可変自在に設定可能であり、前記パイロット信号伝送路応答算出手段で算出したパイロット信号伝送路応答をフィルタリングすることにより受信データ信号の伝送路応答を推定する二次元フィルタリング手段と、前記二次元フィルタリング手段で推定した受信データ信号の伝送路応答を用い受信データ信号の等化を行う等化手段と、受信装置の移動速度を取得する速度取得手段と、前記速度取得手段で取得した移動速度とOFDM信号の受信周波数から最大ドップラー周波数を求めるドップラー周波数算出手段と、前記二次元フィルタリング手段の通過帯域幅を設定する制御手段とから構成され、前記制御手段は、前記ドップラー周波数算出手段で算出した最大ドップラー周波数に応じて前記二次元フィルタリング手段のシンボル方向の通過帯域幅を設定する制御を行うことを

特徴とする。

【0013】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0014】図1は、本発明の第1の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック図である。100はチューナ、101はA/D変換手段、102はFFT手段、103はデータ信号抽出手段、104は複素除算手段、105はパイロット信号抽出手段、106はパイロット信号発生手段、107は複素除算手段、108はシンボルフィルタ、109はキャリアフィルタ、110は受信装置移動速度取得手段、111はドップラー周波数算出手段、112は制御手段である。

【0015】以下では、図4に示すパイロット信号配置を例に取り説明する。日本の地上波デジタルテレビジョン放送におけるパイロット信号のうち、スキッタードパイロット信号の配置を図4に示す。横軸は周波数軸でサブキャリア、縦軸は時間軸でOFDMシンボルであり、 l は受信シンボル番号、 k はサブキャリア番号を表す。また黒い点がSP、白い点がデータ信号を伝送するサブキャリアを示している。各OFDMシンボルにおいては、12サブキャリアに一つスキッタードパイロット信号が配置され、同一周波数のサブキャリアにおいては、4シンボルに一つスキッタードパイロット信号が配置されている様子が示されている。

【0016】図1において、チューナ100に供給されるOFDM信号は制御手段112により受信周波数 λ を指定しベースバンド信号に変換され、A/D変換手段101に供給される。なおベースバンド信号に変換せずI/F信号のままA/D変換手段101に供給する構成としてもよい。供給された受信OFDM信号はA/D変換手段101によって2値デジタル信号となってFFT手段102に供給され、FFT手段102において周波数領域の信号に変換される。ここで第 l 番目のシンボルの第 k 番目のサブキャリアを用いて伝送する信号を $X(l, k)$ 、この信号に作用する伝送路特性を $H(l, k)$ 、受信装置で受信される信号を $Y(l, k)$ とする。受信OFDM信号 $Y(l, k)$ は、データ信号抽出手段103およびパイロット信号抽出手段105とに供給される。データ信号抽出手段103は受信OFDM信号 $Y(l, k)$ から受信データ信号 $Y(l, kd)$ （ここで、 kd はデータ信号のサブキャリア番号）を抽出し、複素除算手段104に供給する。同様にパイロット信号抽出手段105は受信OFDM信号 $Y(l, k)$ から受信パイロット信号 $Y(l, kp)$ （ここで、 kp はパイロット信号のサブキャリア番号）を抽出し、複素除算手段107に供給する。

【0017】パイロット信号発生手段106は、送信側と同じ振幅・位相を持つパイロット信号 $X(l, kp)$ を発生するもので、このパイロット信号は複素除算手段

107に供給され、受信パイロット信号 $Y(l, k_p)$ の除算に使用される。すなわち、パイロット信号は既知の複素振幅 $X(l, k_p)$ を持つため、パイロット信号発生手段106からの $X(l, k_p)$ で、受信パイロ

$$H(l, k_p) = Y(l, k_p) / X(l, k_p) \quad (1)$$

この伝送路応答 $H(l, k_p)$ は、まずシンボルフィルタ108においてOFDMシンボル方向に補間され、続いてキャリアフィルタ109によりサブキャリア方向の補間が行われ、受信データ信号 $Y(l, k_d)$ に作用す

$$H(l, k_d) = H(l, k_p) * G_s(l) * G_c(k) \quad (2)$$

ここで、 $G_s(l)$ はシンボルフィルタ、 $G_c(k)$ はキャリアフィルタであり、 $*$ は畳み込み演算を示す。この伝送路応答 $H(l, k_d)$ は複素除算手段104に供給され、複素除算手段104は受信データ信号 $Y(l, k_d)$ をシンボルフィルタ108およびキャリアフィルタ109で得られた伝送路応答 $H(l, k_d)$ で除算することで、等化後のデータ $X(l, k_d)$ を得るものである。

$$Y_n(l, k) = X(l, k) \cdot H(l, k) + N(l, k) \quad (3)$$

したがって雑音を含む受信パイロット信号の伝送路特性 $H_n(l, k_p)$ は以下の式のように表される。

$$\begin{aligned} H_n(l, k_p) &= Y_n(l, k_p) / X(l, k_p) \\ &= H(l, k_p) + N(l, k_p) / X(l, k_p) \end{aligned} \quad (4)$$

この $H_n(l, k_p)$ に対しシンボルフィルタ108およびキャリアフィルタ109で補間が行われると以下の式のようになり、雑音を含むデータ信号に作用する伝送

$$\begin{aligned} H_n(l, k_d) &= H_n(l, k_p) * G_s(l) * G_c(k) \\ &= H(l, k_p) * G_s(l) * G_c(k) + \{N(l, k_p) / X(l, k_p)\} * G_s(l) * G_c(k) \end{aligned} \quad (5)$$

図4に示した、時間軸方向と周波数軸方向に離散的に配列されたスキャッタードパイロット信号を二次元フーリエ変換し、そのサンプル点を求めたものを図5に示す。横軸は時間軸、縦軸は周波数軸であり、図中の t_1 はOFDM有効シンボル長を、 f_1 はOFDM有効シンボルとガードインターバルを加算したOFDMシンボルの周波数を示す。また範囲51はパイロット信号のサンプル点50から補間される領域である。この範囲51の大きさは時間軸でOFDM有効シンボル長の $1/3$ 、周波数軸でOFDMシンボル周波数の $1/4$ となり、ナイキストのサンプリング定理を満たす最も広帯域なフィルタの特性を示す。したがって、パイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ の帯域が範囲51全体に広がっている場合は、範囲51を通過帯域とする二次元フィルタを使用して補間を行い、データ信号伝送路応答 $H(l, k_d)$ を求めればよい。すなわち、図1におけるシンボルフィルタ108の通過帯域はOFDMシンボル周波数の $1/4$ 、キャリアフィルタ109の通過帯域はOFDM有効シンボル長の $1/3$ とする。

【0024】しかし、実際のパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ は上記帯域全体に広がっているとは限ら

* ト信号 $Y(l, k_p)$ を除算することで受信パイロット信号の伝送路応答を以下の式で求めることができる。

【0018】

※ 伝送路応答 $H(l, k_d)$ が求められる。これを式で表すと以下のようになる。

【0019】

★ 【0020】実際の受信においては、伝送路において雑音成分が付加されるのでそのことを考慮しなければならない。第1番目のシンボルの第 k 番目のサブキャリアを用いて伝送する信号に対する雑音を $N(l, k)$ とすると、雑音を含む受信信号 $Y_n(l, k)$ に対し以下の式が成り立つ。

【0021】

20 ★ 【0022】

◆ 路応答 $H_n(l, k_d)$ を求めることになる。

【0023】

30 ず、OFDMシンボル周波数の $1/4$ より帯域が狭いことがある。それに対し雑音成分 $N(l, k_p)$ が周波数成分一定であるとする、パイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ の帯域成分だけを通過させ、雑音成分による伝送路応答の誤差 $N(l, k_p) / X(l, k_p)$ の影響を小さくすることが、(5)式より可能であることがわかる。すなわちより狭い $H(l, k_p)$ の帯域を $G_s(l) * G_c(k)$ で削減することなく取り出し、広い $N(l, k_p) / X(l, k_p)$ の帯域を削減すれば、雑音を含むデータ信号伝送路応答 $H_n(l, k_d)$ 中の $N(l, k_p) / X(l, k_p) * G_s(l) * G_c(k)$ 成分が小さくなり、推定精度が向上する。その結果として等化後の受信データ信号 $X(l, k_d)$ の精度を向上させることが可能である。ちなみにパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ の帯域より狭い通過帯域を持つシンボルフィルタ108およびキャリアフィルタ109を使用すると、推定したデータ信号伝送路応答 $H(l, k_d)$ の精度は悪化し受信性能は低下する。

40 【0025】ここで、伝送路応答 $H(l, k)$ の二次元フーリエ変換を $h(f, \tau)$ と定義すると、 $h(f, \tau)$ は遅延ドップラースペクトル特性であり、 τ 0を

定数とすると $h(f, \tau_0)$ は遅延時間 τ_0 の信号に対するドップラースペクトラムを表し、 f_0 を定数とすると $h(f_0, \tau)$ は周波数偏移 f_0 の信号に対する遅延プロファイルを表す。このとき $\tau-f$ 領域において、 $h(f, \tau)$ は f 方向には最大ドップラ一周波数を f_d とすると $-f_d < f < f_d$ の範囲に存在する。また $h(f, \tau)$ は τ 方向には最大遅延時間を τ_m とすると $0 < \tau < \tau_m$ の範囲に存在する。

【0026】したがって、パイロット信号伝送路応答 $H(1, k_p)$ に対しても、ドップラースペクトラムを全て通過させるためにシンボルフィルタ108の通過帯域を $-f_d < f < f_d$ とし、遅延プロファイルを全て通過させるためにキャリアフィルタ109の通過帯域を $0 < \tau < \tau_m$ としたものが、データ信号伝送路応答 $H(1, k_d)$ を求める理想的なフィルタとなる。遅延プロファイルを求める方法は例えば前記特許1があり、求めた遅延プロファイルに応じてキャリアフィルタ109の通過帯域を制御すればよい。

【0027】ここで、本発明においては、最大ドップラ一周波数を求めるために、速度取得手段110において受信装置の移動速度 v を取得する。速度取得手段は、例えば自動車搭載の受信装置であれば、自動車の速度取得手段から現在速度情報を取得すればよい。速度取得手段110で取得した移動速度はドップラ一周波数算出手段111に供給され、以下の式によりドップラ一周波数 f_d を求める。

$$f_d = v \cdot \cos \theta / \lambda \quad (6)$$

ここで、 θ は受信装置の移動方向とOFDM伝送波到来方向との角度、 λ は受信周波数である。制御手段112がチューナ100の受信周波数を制御するために使用しているので制御手段112より λ の情報を取得する。また通常 θ は不明であるので、式(6)の最大値である $f_{dm} = v / \lambda$ を最大ドップラ一周波数として制御手段112に供給する。なお例えば受信装置と送信局の位置情報を取得し、それをもとに角度 θ を求めてドップラ一周波数を求めるようにすれば、ドップラ一周波数が実際のパイロット信号伝送路応答 $H(1, k_p)$ により近くなり、より精度の高い等化を行うことができる。

【0029】制御手段112は、ドップラ一周波数算出手段111より供給されるドップラ一周波数に基づき、シンボルフィルタ108の通過帯域を制御する。例えば受信装置が停止しており $v=0$ であればドップラ一周波数 f_d も0となるため、他の妨害がないとすればパイロット信号伝送路応答 $H(1, k_p)$ のドップラースペクトラムは0となる。したがってシンボルフィルタ108の通過帯域を最も小さくすればよい。また受信装置の移動速度 v が大きくなればドップラ一周波数 f_d が大きくなり、パイロット信号伝送路応答 $H(1, k_p)$ のドップラースペクトラムも大きくなる。したがってシンボルフィルタ108の通過帯域をより大きくするように制御

すればよい。

【0030】パイロット信号伝送路応答を補間するシンボルフィルタ108はどのような構成をとってもよい。シンボルフィルタ108の構成例を図2に示す。図2において21は増幅手段、22は信号の加算手段、23は信号を1シンボル遅延させる遅延手段、24は増幅手段である。ここで増幅手段21の増幅率を α とすると、増幅手段24の増幅率は $1-\alpha$ である。図2に示したシンボルフィルタでは α を制御することによりフィルタの通過特性を制御することができる。例えばシンボル軸方向で前値ホールドによる補間を行う場合は、パイロット信号 $X(1, k_p)$ に作用する伝送路特性 $H(1, k_p)$ に対してのみ α を乗じ、その他のデータ信号の場合は0を乗ずる。このときある周波数のサブキャリアに着目すると、このシンボルフィルタはパイロット信号が伝送されてきた場合にのみフィルタ出力値を更新し、次のパイロット信号を受信するまでは同じ出力値をホールドすることになる。また補間方法は別に前値ホールドに限る必要はなく、直線補間など他の手法を用いても何ら問題はない。

【0031】図2に示したシンボルフィルタにおいて、上記説明した前値ホールドによる α の値を変更した場合の通過特性の概念例を図3に示す。横軸はOFDM信号のシンボル長の逆数で正規化した周波数、縦軸がフィルタの利得である。31で示した特性が α が最も大きい場合で、通過帯域も最も広い。特性32、特性33、特性34の順番で α は小さくなり、通過帯域は狭くなっていく。したがって受信装置の移動速度 v が最も小さい場合には通過帯域の狭い特性34を選択し、速度が上がるにつれて特性33、32次いで31を選択するように制御すればよい。またこの場合でも増幅率 α はステップ上に変える必要は必ずしもなく、速度 v の増加に応じて連続的に増幅率 α を大きくしていくように制御してもよい。

【0032】図6に本発明の第二の実施形態であるOFDM受信装置のブロック図を示し、以下動作について説明する。100はチューナ、101はA/D変換手段、102はFFT手段、103はデータ信号抽出手段、104は複素除算手段、105はパイロット信号抽出手段、106はパイロット信号発生手段、107は複素除算手段、108はシンボルフィルタ、109はキャリアフィルタ、110は受信装置移動速度取得手段、111はドップラ一周波数算出手段であり、これらの動作は既に説明した図1における受信装置の例と同様である。114は制御手段、113は受信データ信号の受信状態監視手段である。

【0033】受信状態監視手段113は、等化後の受信データ $X(1, k_d)$ の受信状態を監視し、受信状態が許容範囲にあるか判定する。受信データの受信状態を監視するには、受信データ信号の等化後における複素信号の信号点配置状態、誤り訂正前の誤り率、誤り訂正後の

誤り率など、どのような値および手段を用いてもよい。一般的には、誤り訂正後のデータに誤りが発生している場合は復号後のテレビジョン映像および音声に影響が現れるため、この場合に受信許容範囲外とみなすことが考えられる。

【0034】受信状態監視手段113で判定した受信状態は、制御手段114に供給される。図1の制御手段112と同様に、制御装置114はドップラー周波数算出手段111で算出したドップラー周波数に応じてシンボルフィルタ108の通過帯域を制御している。しかし、式(6)で示したように、受信装置移動方向とOFDM伝送波到来方向との角度 θ が不明の場合には、実際の伝送路応答のドップラー周波数、すなわちパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ の帯域と、ドップラー周波数算出手段111で求めたドップラー周波数 f_d に差が現れる。言い換えると $\theta=0^\circ$ および 180° の場合以外では、実際のパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ の帯域は、ドップラー周波数算出手段111で求めたドップラー周波数 f_d より小さくなり、 $\theta=90^\circ$ および 270° では0になってしまう。この場合においては、実際のパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ に対応させ、シンボルフィルタ108の通過帯域をより狭くした方がより正確なデータ信号伝送路応答 $H_n(l, k_d)$ を推定可能である。したがって、受信状態監視手段113で受信状態が許容範囲外であると判定された場合、角度 θ が要因で実際のパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ 帯域が狭くなっているのならば、制御手段112がシンボルフィルタ108の通過帯域をより狭くするように制御することによって、雑音の影響が低減され受信状態が良好になる。

【0035】以上説明した制御によっても受信状態監視手段113で監視する受信状態が許容範囲外であるならば、実際のパイロット信号伝送路応答 $H_n(l, k_d)$ の帯域がもっと狭い場合が考えられる。この場合は受信状態が許容範囲になるまで、制御手段112によりシンボルフィルタ108の通過帯域を狭くするように制御すればよい。この制御方法の詳細について図7を用いて説明する。開始ステップ70から受信装置が制御を開始したとすると、まずステップ71において受信機の移動速度および受信周波数からドップラー周波数を算出し、算出したドップラー周波数に基づきステップ72でシンボルフィルタ108の通過帯域を制御する。続いてステップ73で受信信号の受信状態情報を取得し、ステップ74において受信状態が許容範囲内であるかの判定を行う。受信状態が許容範囲であると判定されたならば、ドップラー周波数を算出するステップ71に戻る。この制御動作を繰り返すことにより、移動速度の変動によりドップラー周波数が変動した場合にそれに追従してシンボルフィルタ108の通過帯域が制御される。またステップ74において受信状態が許容範囲外と判定された場合

は、角度 θ が要因で実際のパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ 帯域が狭くなっているとみなし、ステップ75に進みシンボルフィルタ108の通過帯域をより狭くする。その後はステップ73に戻って再び受信状態情報を取得し、受信状態が許容範囲内になるまでシンボルフィルタ108の通過帯域を狭くするよう制御を行う。

【0036】図7に示した制御方法の使用時において、受信状態が悪化した原因が角度 θ でない場合には、シンボルフィルタ108の通過帯域を実際のパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ 帯域より狭くしてしまい、結果として受信性能が悪化してしまう場合がある。この問題に対応した制御方法を図8に示し、以下その制御方法について説明する。

【0037】図8において、ステップ70からステップ74までは図7を用いて説明した動作と同様であり、ステップ74において受信状態が許容範囲内であると判定された場合には、ドップラー周波数を算出するステップ71に戻る。ステップ74において受信状態が許容範囲外であると判定された場合には、ステップ80に進みシンボルフィルタ108の通過帯域を変更する前と比較して受信性能が向上したかを判定する。このために制御手段114はシンボルフィルタ通過帯域を変更する時に、変更前の受信状態を記憶しておく。

【0038】ステップ80で受信状態が向上したと判定された場合はステップ81に進み、シンボルフィルタ108の通過帯域をどのように変更したか判定する。通過帯域を狭くしたと判定した場合にはステップ75に進み、さらにシンボルフィルタ108の通過帯域を狭くするよう制御を行う。逆にステップ81において通過帯域を広くしたと判定した場合にはステップ85に進み、さらにシンボルフィルタ108の通過帯域を広くするよう制御を行う。

【0039】ステップ80で受信状態が悪化したと判定された場合はステップ82に進み、ステップ81と同様にシンボルフィルタ108の通過帯域をどのように変更したか判定する。通過帯域を広くしたと判定した場合にはステップ75に進み、前回の制御と逆にシンボルフィルタ108の通過帯域を狭くするよう制御を行い、通過帯域を狭くしたと判定した場合にはステップ85に進み、前回の制御と逆にシンボルフィルタ108の通過帯域を広くするよう制御を行う。ステップ75およびステップ85でシンボルフィルタ108の通過帯域を変更した後は共にステップ73に戻り、受信状態を取得して受信状態が許容範囲内になるまで以上説明した制御を繰り返す。

【0040】以上説明した通り、図8に示した制御方法を用いれば、シンボルフィルタ108の通過帯域の変更により受信性能が悪化することを防ぎ、実際のパイロット信号伝送路応答 $H(l, k_p)$ 帯域に適応した等化を行うことによって、受信性能を向上させることができ

る。

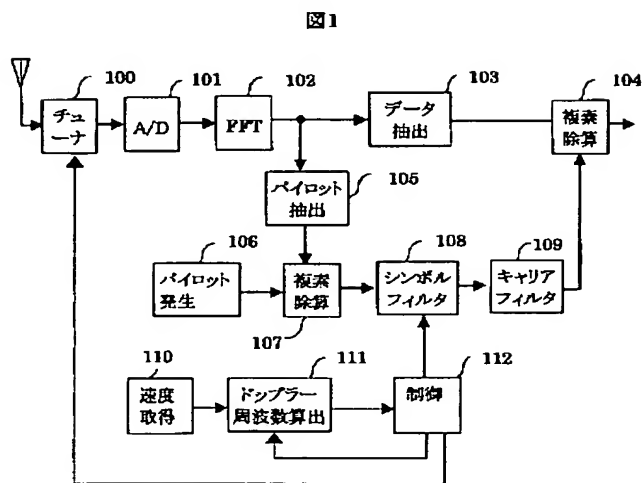
【0041】なお、図1および図6の受信装置の例では、伝送路応答の補間をシンボルフィルタ、キャリアフィルタの順番で行っているが、必ずしもこの順番である必要は無く、キャリアフィルタ、シンボルフィルタの順番としてもよい。また二つのフィルタの組み合わせに換えて、シンボルフィルタとキャリアフィルタにあたる単一の二次元フィルタとして実現し、ドップラ一周波数に応じてシンボル方向の通過帯域を制御するような構成としても同じような効果を得ることができる。

【0042】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、受信装置の移動速度を取得し、その速度からドップラ一周波数を求め、ドップラ一周波数が0の場合に最もシンボルフィルタの通過帯域を小さくし、ドップラ一周波数が大きくなればシンボルフィルタの通過帯域を大きくするように制御することによって、データ信号等化用の伝送路応答を求める際に雑音の影響を低減することができ、結果として移動受信における受信性能を向上させたOFDM受信装置を提供することができる。

【0043】また、図6に示した構成例においては、受信状態を監視して受信状態が許容範囲外であるときはシンボルフィルタの通過帯域を小さくする制御を行うことにより、受信装置移動方向とOFDM伝送波到来方向との角度 θ が変動している場合にも対応することができ

【図1】



る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るOFDM受信装置の構成を示すブロック図である。

【図2】シンボルフィルタの構成を示す図である。

【図3】シンボルフィルタの特性を示す図である。

【図4】OFDM伝送波中のパイロット信号の配置を示す図である。

【図5】パイロット信号から補間した伝送路特性を内挿する範囲を示す図である。

【図6】本発明に係るOFDM受信装置の別の構成を示すブロック図である。

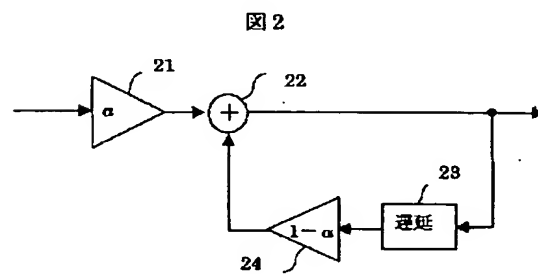
【図7】シンボルフィルタ通過帯域の制御方法を示す図である。

【図8】シンボルフィルタ通過帯域の別の制御方法を示す図である。

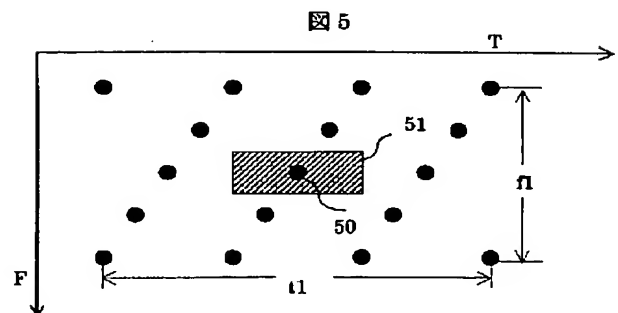
【符号の説明】

100…チューナ、101…A/D変換手段、102…FFT手段、103…データ信号抽出手段、104…複素除算手段、105…パイロット信号抽出手段、106…パイロット信号発生手段、107…複素除算手段、108…シンボルフィルタ、109…キャリアフィルタ、110…受信装置移動速度取得手段、111…ドップラ一周波数算出手段、112…制御手段

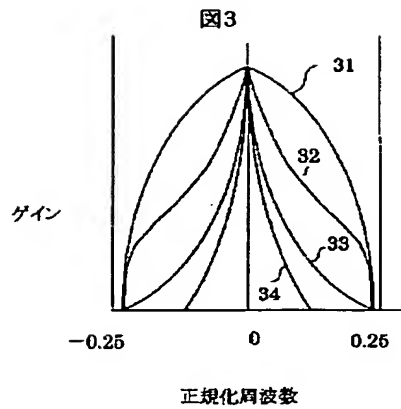
【図2】



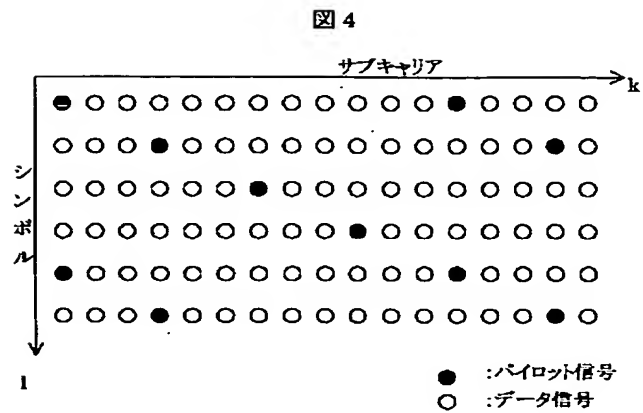
【図5】



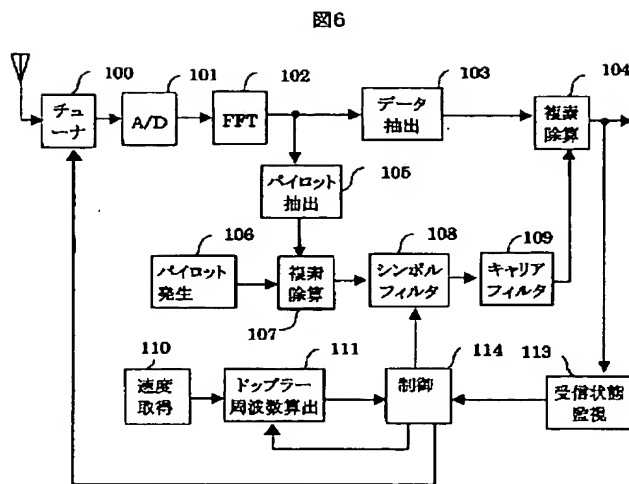
【図3】



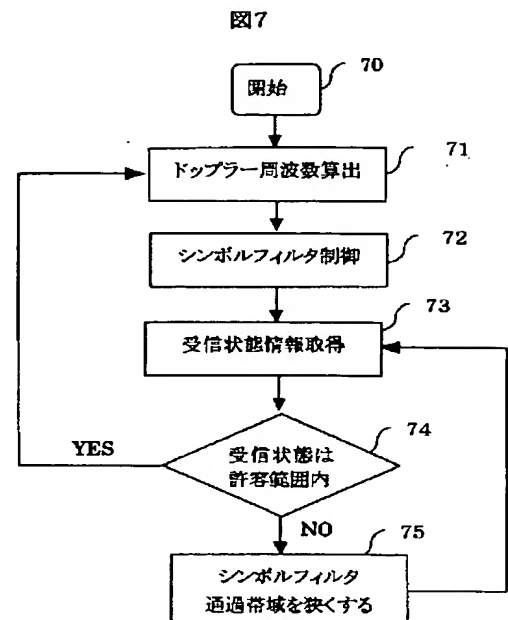
【図4】



【図6】

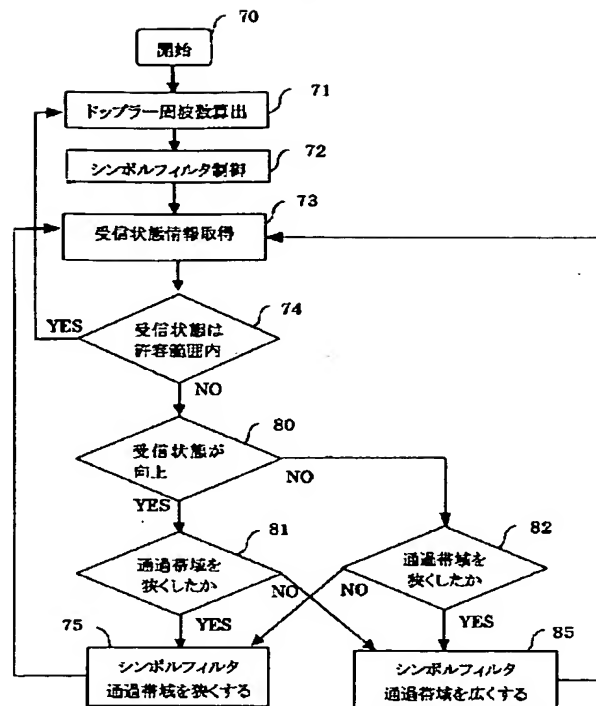


【図7】



【図8】

図8



フロントページの続き

(72)発明者 方田 勲
 神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地 株
 式会社日立製作所デジタルメディア開発本
 部内

Fターム(参考) 5C025 AA11 BA25 BA30 DA01 DA07
 5K022 DD01 DD18 DD33 DD43
 5K046 AA05 EE06 EE42 EE43 EE56